

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-032369

(43)Date of publication of application : 02.02.1996

(51)Int.Cl.

H03F 3/45

H03F 3/34

H03H 11/04

(21)Application number : 06-158847

(71)Applicant : MITSUMI ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 11.07.1994

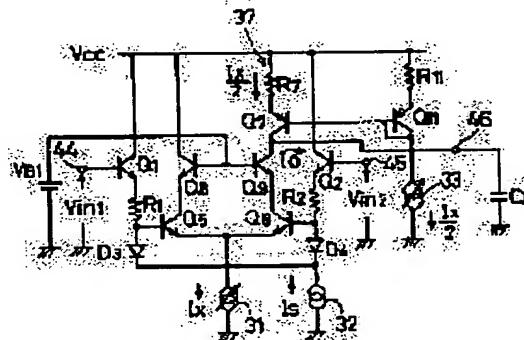
(72)Inventor : ODA TOMOKI

(54) CURRENT OUTPUT AMPLIFIER AND ACTIVE FILTER USING IT

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain a stable characteristic of the current output amplifier and the active filter using it.

CONSTITUTION: The amplifier has differential pair transistors(TRs) Q5, Q6 whose common emitters connect to a constant current source 31, 1st and TRs Q8, Q6 whose emitter connects to each collector of the differential pair TRs Q5, Q6 respectively and whose bases are connected in common and set to a prescribed potential, and a current mirror load 37 connecting to the collector of the TR Q9. An output current I_o is extracted from the collector of the TR Q9.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 27.06.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 06.08.2002

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

SR

特開平8-32369

(43)公開日 平成8年(1996)2月2日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	府内整理番号	F I	技術表示箇所
H03F 3/45	A			
3/34	C 8943-5J			
H03H 11/04	G 8628-5J			
	D 8628-5J			

審査請求 未請求 請求項の数 4 ○ L (全7頁)

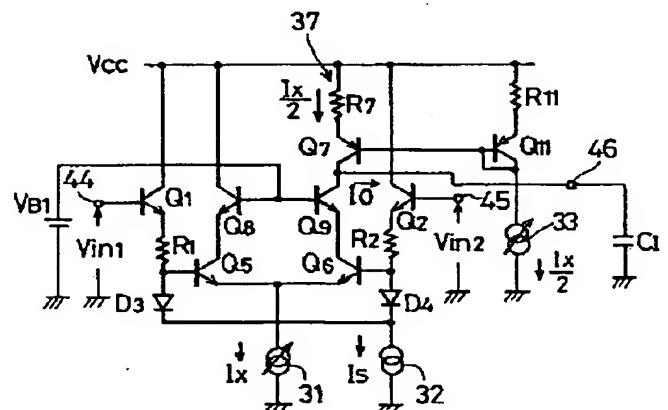
(21)出願番号	特願平6-158847	(71)出願人	000006220 ミツミ電機株式会社 東京都調布市国領町8丁目8番地2
(22)出願日	平成6年(1994)7月11日	(72)発明者	織田 知己 神奈川県厚木市酒井1601 ミツミ電機 株式会社厚木事業所内
		(74)代理人	弁理士 伊東 忠彦

(54)【発明の名称】電流出力型増幅器及びこれを用いたアクティブフィルタ

(57)【要約】

【目的】電流出力型増幅器及びこれを用いたアクティブフィルタに関し、安定した特性を実現することを目的とする。

【構成】共通エミッタが定電流源31に接続された差動対トランジスタQ₁、Q₂と、差動対トランジスタQ₃、Q₄の各コレクタに夫々のエミッタが接続され、ベースが共通接続されて一定電位に設定された第1及び第2のトランジスタQ₅、Q₆と、トランジスタQ₇のコレクタに接続されたカレントミラー負荷37とを有する。出力電流I_oは、トランジスタQ₇のコレクタから取り出される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 共通エミッタが定電流源に接続された差動対トランジスタと、

前記差動対トランジスタの各コレクタに夫々のエミッタが接続され、ベースが共通接続されて一定電位に設定された第 1 及び第 2 のトランジスタと、

前記第 1 又は第 2 のトランジスタのコレクタに接続されたカレントミラー負荷とを有し、

前記カレントミラー負荷が接続された前記第 1 又は第 2 のトランジスタのコレクタから出力電流を取り出すことを特徴とする電流出力型増幅器。

【請求項 2】 前記定電流源は外部から制御可能な可変電流源であり、かつ、前記カレントミラー負荷の電流値が、前記定電流源の電流値に対応して変化することを特徴とする請求項 1 記載の電流出力型増幅器。

【請求項 3】 請求項 1 又は請求項 2 の電流出力型増幅器の出力端子に積分用コンデンサを接続した積分手段を用いて構成したことを特徴とするアクティブフィルタ。

【請求項 4】 請求項 1 又は請求項 2 の電流出力型増幅器を用いて構成され、

非反転入力端子に入力信号を供給される第 1 の電流出力型増幅器を含んでなる第 1 の積分手段と、

前記第 1 の積分手段からの積分出力信号を非反転入力端子に供給されて出力信号を出力する第 2 の電流出力型増幅器を含んでなる第 2 の積分手段と、

前記第 1 及び第 2 の電流出力型増幅器それぞれの反転入力端子に前記出力信号を帰還入力する帰還手段とを具備してなるアクティブフィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は電流出力型増幅器及びこれを用いたアクティブフィルタに係り、特に可変コンダクタンス増幅器を使用したアクティブフィルタに関する。

【0002】

【従来の技術】 映像信号回路には直流または数十Hzから数MHzまでの広い周波数帯域が必要であり、この間の振幅周波数特性及び位相周波数特性が平坦であることが必要である。また非直線ひずみも重要であり、映像の階調性を損なう要因となる。さらに、カラーテレビジョンの映像信号では色信号が色副搬送波で変調されて輝度信号に重畠されているので、特にこの場合には、非直線ひずみが大きいと色再現に悪影響を及ぼすことが知られている。

【0003】 このため、映像信号回路の性能として、微分利得 DG (Differential Gain) と微分位相 DP (Differential Phase) とが重視されている。直線性のよさを示す微分利得 DG は、増幅器の特定周波数における利得 G が、それに重畠するほかの信号により変化する程度をパーセントで表現するものである。また微分位相 DP は、

カラー映像信号の振幅変化に対する色副搬送波の位相変化をその大きさで表現するものである。

【0004】 上記のことから、映像信号用フィルタにも、良好な DG 特性、 DP 特性が必要とされる。

【0005】 図 4 は、アクティブフィルタを構成するのに使用される、従来の可変コンダクタンス増幅器の回路図を示す。図 4 の可変コンダクタンス増幅器は、差動対トランジスタ Q_1, Q_2 、可変電流源 31、ダイオード D_1, D_2 、電流値 I_1 の定電流源 32、抵抗 R_1, R_2 、入力トランジスタ Q_{11}, Q_{12} 、カレントミラー負荷 37 から構成される。カレントミラー負荷 37 は、トランジスタ Q_{11}, Q_{12} 、抵抗 R_{11}, R_{12} 、可変電流源 33 から構成される。また、34 は非反転入力端子、35 は反転入力端子である。

【0006】 なお、可変電流源 31 の電流値 I_1 は、外部からの制御信号により設定され、可変電流源 33 の電流値は $I_1/2$ に設定される。トランジスタ Q_1 のコレクタ電流は、可変電流源 33 の電流値と等しく、 $I_1/2$ となる。

【0007】 また、抵抗 R_1, R_2 は、この増幅器の入力ダイナミックレンジを適当な範囲となるように決められる。

【0008】 非反転入力端子 34 に入来する入力信号 V_{111} は、トランジスタ Q_{11} 、抵抗 R_{11} を介してトランジスタ Q_1 のベースに到来し、反転入力端子 35 に入来する入力信号 V_{112} は、トランジスタ Q_{12} 、抵抗 R_{12} を介してトランジスタ Q_1 のベースに到来する。

【0009】 $V_{111} = V_{112}$ で、トランジスタ Q_1, Q_2 の両ベース間の電位差が無いときは、トランジスタ

30 Q_1, Q_2 のコレクタ電流がバランスして共に $I_1/2$ であり、トランジスタ Q_1 のコレクタから出力端子 36 に出力される出力電流 $I_1 = 0$ となる。

【0010】 入力信号 V_{111} と V_{112} に差があるときは、 V_{111} と V_{112} の差に応じて、トランジスタ Q_1, Q_2 の両ベース間に電位差が生じ、これにより、入力信号 V_{111} と V_{112} の差に対応した出力電流 I_1 がトランジスタ Q_1 のコレクタから取り出され、出力端子 36 から出力される。

【0011】 図 5 では、図 4 の可変コンダクタンス増幅器を、可変コンダクタンス増幅器 21 として記号で表記している。

【0012】 可変コンダクタンス増幅器 21 のコンダクタンスを g_1 とすると、 $I_1 = g_1 \cdot \Delta V_{11}$ となる。ここで、 $\Delta V_{11} = V_{111} - V_{112}$ である。コンダクタンス g_1 は、可変電流源 31 の電流値 I_1 の増加に対応して値が大きくなる。従って、外部からの制御信号により電流値 I_1 を設定することによりコンダクタンス g_1 を可変して設定することができる。

【0013】 この可変コンダクタンス増幅器 21 の出力端子 36 に積分用コンデンサ C_1 を接続することで、可

変コンダクタンス積分器38を構成することができる。

【0014】可変コンダクタンス増幅器21の出力端子でのDCインピーダンスR_oが無限大であれば、可変コンダクタンス積分器38は、理想的な積分器となる。

【0015】しかし、実際には、有限のR_oを持ち、可

$$T_1(s) = \frac{R_o g_m}{2(1 + sC_1 R_o)}$$

$$= \frac{g_m}{2/R_o + 2sC_1} \quad (1)$$

【0017】図6は、この可変コンダクタンス増幅器21を用いたアクティブフィルタ51の回路図を示す。図6において、可変コンダクタンス増幅器21₁とコンデンサC₁₁により積分回路57を構成している。また、可変コンダクタンス増幅器21₂とコンデンサC₁₂により積分回路58を構成している。

【0018】図示のとおり、可変コンダクタンス増幅器21₁の反転入力端子には入力端子55からの入力信号V_iが付与されており、積分回路57からの積分出力信号は、エミッタフォロワなどで構成されるバッファ53を介して可変コンダクタンス増幅器21₂の非反転入力端子に付与される。

【0019】一方、入力信号V_iは入力端子55とグラウンド間に直列に接続された抵抗R_aと抵抗R_cによって分圧される。得られた分圧信号は、エミッタフォロワなどで構成されるバッファ52とコンデンサC₁₁との直列回路を介して、エミッタフォロワなどで構成されるバッファ54の入力端子と可変コンダクタンス増幅器21₂の出力端子との共通接続点に付与される。これにより、上記分圧信号の高周波成分が、バッファ54の入力信号に加算される。

【0020】バッファ54の出力端子は出力端子56に接続されており、出力端子56には出力信号V_oが

$$T_1(s) = \frac{\frac{R_B}{R_A + R_B} s^2 + \frac{1}{R_o} \cdot \frac{g_m^2}{R_A + R_B} s + \frac{g_m^2}{C_1^2}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_o} \left\{ \frac{2}{R_B} + \frac{R_B}{R_c + R_B} \cdot g_m \right\} s + \frac{g_m^2}{C_1^2} + \frac{R_B}{C_1 R_o (R_c + R_B)} g_m + \frac{1}{C_1^2 R_o}} \quad (2)$$

【0026】このように、アクティブフィルタ51は、伝送零点を有するローパスフィルタとなっている。伝達関数T₁(s)は、(2)式のとおり、可変コンダクタンス増幅器21₁、21₂の出力DCインピーダンスR_oが関係してくる。

【0027】また、中心周波数f_c、零点周波数f_z、共振の鋭さQも、出力DCインピーダンスR_oの値により変動する。

【0028】

【発明が解決しようとする課題】上記図4の可変コンダ

クタンス積分器38の伝達関数は、下記(1)式のようになる。

【0016】

【数1】

される。また、バッファ54の出力端子とグラウンド間に抵抗R_cと抵抗R_oからなる直列回路が接続されており、帰還手段である抵抗R_cと抵抗R_oとの共通接続点を可変コンダクタンス増幅器21₂の反転入力端子に接続することで、出力信号V_oの一部が負帰還入力されている。

【0021】さらに、出力信号V_oが、可変コンダクタンス増幅器21₂の反転入力端子に負帰還入力されている。

20

【0022】上記の負帰還により、入力信号V_iの直流レベルの変動による、可変コンダクタンス増幅器21₁、21₂の特性変化を抑えることができ、良好なDG特性、DP特性を実現している。

【0023】ここで、上記のとおり構成されたアクティブフィルタ51において、出力端子56に得られる出力信号V_oの入力信号V_iに対する伝達関数T₁(s)を計算により求める。

20

30

【0024】可変コンダクタンス増幅器21₁、21₂のコンダクタンスをg_mとすると、伝達関数T₁(s)は、下記(2)式で表せる。なお、コンデンサC₁₁、C₁₂の値を共にC₁とする。

【0025】

【数2】

クタンス増幅器21の出力DCインピーダンスR_oは、トランジスタQ₁の出力インピーダンス及びトランジスタQ₂の出力インピーダンスで決まる。この出力インピーダンスは、トランジスタQ₁、Q₂のアーリー電圧が関係するが、トランジスタQ₁の場合、エミッタが抵抗R_aを介して交流的に接地されているため、トランジスタQ₁のコレクタを見た出力インピーダンスを非常に高くすることができる。

【0029】これに対して、トランジスタQ₂は、エミッタに抵抗を設けることができない。このため、トラン

50

ジスタ Q_1 の場合、アーリー電圧が直接影響し、トランジスタ Q_2 のコレクタを見た出力インピーダンスはアーリー電圧のばらつきにより、ばらついてしまう。

【0030】このため、図6のアクティブフィルタ51を構成した場合、出力DCインピーダンス R_1 のばらつきにより、伝達関数 $T_1(s)$ が変動してしまうという問題がある。この伝達関数 $T_1(s)$ の変動により、中心周波数 f_c 付近の特性がばらついて、ピークやリップルが生じる等の問題がある。

【0031】本発明は、上記の点に鑑みてなされたもので、出力DCインピーダンスのばらつきを抑えた電流出力型増幅器及びこの電流出力型増幅器を用いた特性の安定したアクティブフィルタを提供することを目的とする。

【0032】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明の電流出力型増幅器は、共通エミッタが定電流源に接続された差動対トランジスタと、前記差動対トランジスタの各コレクタに夫々のエミッタが接続され、ベースが共通接続されて一定電位に設定された第1及び第2のトランジスタと、前記第1又は第2のトランジスタのコレクタに接続されたカレントミラー負荷とを有し、前記カレントミラー負荷が接続された前記第1又は第2のトランジスタのコレクタから出力電流を取り出す構成とする。

【0033】請求項2の電流出力型増幅器では、前記定電流源は外部から制御可能な可変電流源であり、かつ、前記カレントミラー負荷の電流値が、前記定電流源の電流値に対応して変化する構成とする。

【0034】請求項3の発明のアクティブフィルタは、請求項1又は請求項2の電流出力型増幅器の出力端子に積分用コンデンサを接続した積分手段を用いて構成する。

【0035】請求項4の発明のアクティブフィルタは、請求項1又は請求項2の電流出力型増幅器を用いて構成され、非反転入力端子に入力信号を供給される第1の電流出力型増幅器を含んでなる第1の積分手段と、前記第1の積分手段からの積分出力信号を非反転入力端子に供給されて出力信号を出力する第2の電流出力型増幅器を含んでなる第2の積分手段と、前記第1及び第2の電流出力型増幅器それぞれの反転入力端子に前記出力信号を帰還入力する帰還手段とを具備してなる構成とする。

【0036】

【作用】請求項1の発明では、電流出力型増幅器の出力インピーダンスを非常に大きくでき、かつ、アーリー電圧に起因する出力インピーダンスのばらつきを大幅に小さくすることを可能とする。

【0037】請求項2の発明では、コンダクタンス可変の電流出力型増幅器において、出力インピーダンスのばらつきを大幅に小さくすることを可能とする。

【0038】

出力インピーダンスのばらつきを大幅に小さくできるため、伝達特性が安定した極めて良好な特性を得ることを可能とする。

【0039】請求項4の発明では、微分利得特性、微分位相特性を良好とした2次ローパスフィルタにおいて、伝達特性が安定した極めて良好な特性を得ることを可能とする。

【0040】

【実施例】図1は本発明の一実施例の可変コンダクタンス増幅器の回路図を示す。図1において、図4と同一構成部分には、同一符号を付し、適宜説明を省略する。図1の可変コンダクタンス増幅器は、差動対トランジスタ Q_1, Q_2 、トランジスタ Q_3, Q_4 にカスケード接続されたトランジスタ Q_5, Q_6 (第1及び第2のトランジスタ) 、可変電流源31、ダイオード D_1, D_2 、電流値 I_1 の定電流源32、抵抗 R_1, R_2 、入力トランジスタ Q_7, Q_8 、カレントミラー負荷37から構成される。

【0041】カレントミラー負荷37は、トランジスタ Q_9, Q_{10} 、抵抗 R_3, R_{11} 、可変電流源33から構成される。また、44は非反転入力端子、45は反転入力端子である。

【0042】なお、可変電流源31の電流値 I_1 は、外部からの制御信号により設定され、可変電流源33の電流値は $I_1/2$ に設定される。トランジスタ Q_5 のコレクタ電流は、可変電流源33の電流値と等しく、 $I_1/2$ となる。また、トランジスタ Q_3, Q_4 の共通ベースは、一定電位 V_{B1} に設定されている。

【0043】また、抵抗 R_1, R_2 は、この増幅器の入力ダイナミックレンジを適当な範囲となるように決められる。

【0044】非反転入力端子44に入来する入力信号 V_{IN1} は、トランジスタ Q_7 、抵抗 R_1 を介してトランジスタ Q_5 のベースに到来し、反転入力端子45に入来する入力信号 V_{IN2} は、トランジスタ Q_8 、抵抗 R_2 を介してトランジスタ Q_6 のベースに到来する。

【0045】 $V_{IN1} = V_{IN2}$ で、トランジスタ Q_5, Q_6 の両ベース間の電位差が無いときは、トランジスタ Q_3, Q_4 のコレクタ電流がバランスして共に $I_1/2$ であり、同時にトランジスタ Q_5, Q_6 のコレクタ電流がバランスして共に $I_1/2$ である。これにより、トランジスタ Q_9 のコレクタから出力端子46に出力される出力電流 $I_{OUT} = 0$ となる。

【0046】入力信号 V_{IN1} と V_{IN2} に差があるときは、 V_{IN1} と V_{IN2} の差に応じて、トランジスタ Q_5, Q_6 の両ベース間に電位差が生じ、これにより、入力信号 V_{IN1} と V_{IN2} に差に対応した出力電流 I_{OUT} がトランジスタ Q_9 のコレクタから取り出され、出力端子46から出力される。

【0047】図2では、図1の可変コンダクタンス増幅

器を、可変コンダクタンス増幅器41として記号で表記している。

【0048】この可変コンダクタンス増幅器41の出力端子46にコンデンサC1₁を接続することで、可変コンダクタンス積分器61を構成することができる。

【0049】可変コンダクタンス増幅器41の出力インピーダンスは、トランジスタQ₁, Q₂の出力インピーダンスで決まる。出力インピーダンスには、トランジスタQ₁, Q₂のアーリー電圧が関係するが、トランジスタQ₁の場合、エミッタが抵抗R₁を介して交流的に接地されているため、トランジスタQ₁のコレクタを見た出力インピーダンスを非常に高くすることができ、アーリー電圧のばらつきによる変動をほとんどなくせる。

【0050】また、トランジスタQ₁のエミッタには、トランジスタQ₂のコレクタインピーダンスが付加されるため、トランジスタQ₂のコレクタを見た出力インピーダンスを非常に高くすることができ、アーリー電圧のばらつきによる変動をほとんどなくせる。

【0051】このため、可変コンダクタンス増幅器41の出力端子46でのDCインピーダンスR₁₁を非常に大きくすることができ、ほとんど無限大と見なすことができる。従って、可変コンダクタンス積分器61は、ほぼ、理想的な積分器となる。

【0052】図1の回路は、集積回路として構成した場合に、特に良好な特性の可変コンダクタンス増幅器とすることができる。

【0053】図3は、この可変コンダクタンス増幅器41を用いたアクティブフィルタ62の回路図を示す。図3の回路は、図6の回路と同様の構成であり、コンダクタンス増幅器21₁の代わりに、可変可変コンダクタンス増幅器41₁を用いた回路である。

【0054】図3において、可変コンダクタンス増幅器41₁（第1の電流出力型増幅器）とコンデンサC1₁により積分回路67（第1の積分手段）を構成している。

$$\Gamma_1(s) = \frac{\frac{R_s}{R_A + R_s} s^2 + \frac{g_{m2}^2}{C_1 s^2}}{s^2 + \frac{g_m}{C_1} \cdot \frac{R_s}{R_c + R_s} s + \frac{g_{m2}^2}{C_2 s^2}} \quad (3)$$

【0061】このアクティブフィルタ61は、-12dB/decの2次ローパスフィルタである。

【0062】また、中心周波数f₀は、下記(4)式で表

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C_1} \quad (4)$$

【0064】また、零点周波数f_zはこの中心周波数f₀に比例し、下記(5)式で表せる。

$$f_z = \sqrt{\frac{R_A + R_s}{R_s}} \cdot f_0 \quad (5)$$

また、可変コンダクタンス増幅器41₁（第2の電流出力型増幅器）とコンデンサC1₂により積分回路68（第2の積分手段）を構成している。

【0055】図示のとおり、入力端子65からの入力信号V_iは、積分回路67で積分され、積分出力信号は、バッファ53を介して可変コンダクタンス増幅器41₁の非反転入力端子に付与される。

【0056】一方、入力信号V_iを抵抗R₁と抵抗R₂とによって分圧した分圧信号が、バッファ52とコンデンサC1₂との直列回路を介して、バッファ54の入力端子と可変コンダクタンス増幅器41₁の出力端子との共通接続点に付与される。これにより、上記分圧信号の高周波成分が、バッファ54の入力信号に加算される。

【0057】バッファ54の出力端子は出力端子66に接続されており、出力端子66には出力信号V_oが出力される。また、帰還手段である抵抗R₃と抵抗R₄との共通接続点を可変コンダクタンス増幅器41₁の反転入力端子に接続することで、出力信号V_oの一部が負帰還入力されている。さらに、出力信号V_oが、可変コンダクタンス増幅器41₁の反転入力端子に負帰還入力されている。

【0058】上記の負帰還により、入力信号V_iの直流レベルの変動による、可変コンダクタンス増幅器41₁の特性変化を抑えることができ、良好なDG特性、DP特性を実現している。

【0059】アクティブフィルタ62において、出力端子56に得られる出力信号V_oの入力信号V_iに対する伝達関数T₁(s)は、前記(2)式でR₁の代わりにR₁₁を代入したものになる。図1の回路で説明したように、R₁₁は無限大とすることができるため、T₁(s)は、下記(3)式のようになる。

【0060】

【数3】

【0061】

【数4】

【0062】

【数5】

【0063】

【数6】

【0064】

【数7】

【0065】

【数8】

【0066】

【数9】

【0067】

【数10】

【0068】

【数11】

【0066】さらに、共振の鋭さQは、下記(6)式で表せる。

$$Q = \frac{R_c + R_b}{R_b}$$

【0068】このように、伝達関数T₁(s)は、出力インピーダンスR_oに依存しなくなる。また、中心周波数f_c、零点周波数f_z、共振の鋭さQも出力インピーダンスR_oに依存しない。

【0069】従って、本実施例のアクティブフィルタ61は、従来回路のように、アーリー電圧のばらつきに起因する特性の変動を無くすことができる。特に、中心周波数f_c、付近の特性がばらついて、ピークやリップルが生じる等の、従来回路の問題を無くすことができ、極めて安定した特性を実現することができる。

【0070】したがって、映像信号用フィルタとして使用した場合でも、映像信号の微分利得D_G及び微分位相D_Pを極めて良好で、かつ、安定した特性とすることができる。

【0071】

【発明の効果】上述の如く、請求項1の発明によれば、電流出力型増幅器の出力インピーダンスを非常に大きくでき、かつ、アーリー電圧に起因する出力インピーダンスのばらつきを大幅に小さくすることができる。

【0072】請求項2の発明によれば、コンダクタンス可変の電流出力型増幅器において、出力インピーダンスのばらつきを大幅に小さくすることができる。

【0073】請求項3の発明によれば、電流出力型増幅器の出力インピーダンスのバラツキを大幅に小さくできるため、伝達特性が安定した極めて良好な特性を得るこ

【0067】
【数6】

(6)

とができる。

【0074】請求項4の発明によれば、微分利得特性、微分位相特性を良好とした2次ローパスフィルタにおいて、伝達特性が安定した極めて良好な特性を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の可変コンダクタンス増幅器の回路図である。

【図2】本発明の一実施例の可変コンダクタンス増幅器を記号表記した図である。

【図3】本発明の一実施例の可変コンダクタンス増幅器を用いたアクティブフィルタの回路図である。

【図4】従来の一例の可変コンダクタンス増幅器の回路図である。

【図5】従来の一例の可変コンダクタンス増幅器を記号表記した図である。

【図6】従来の一例の可変コンダクタンス増幅器を用いたアクティブフィルタの回路図である。

【符号の説明】

Q₁、Q₂ 差動対トランジスタ

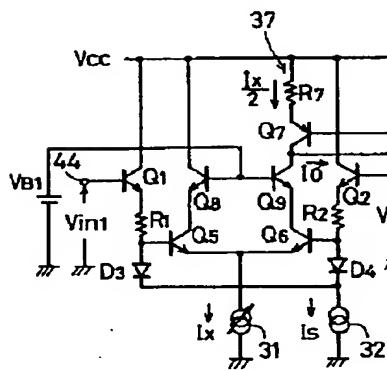
Q₃ 第1のトランジスタ

Q₄ 第2のトランジスタ

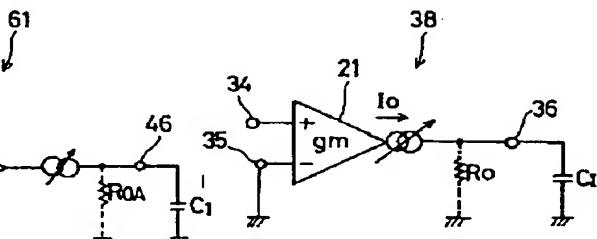
41、41₁、41₂ 可変コンダクタンス増幅器

67、68 積分回路

【図1】

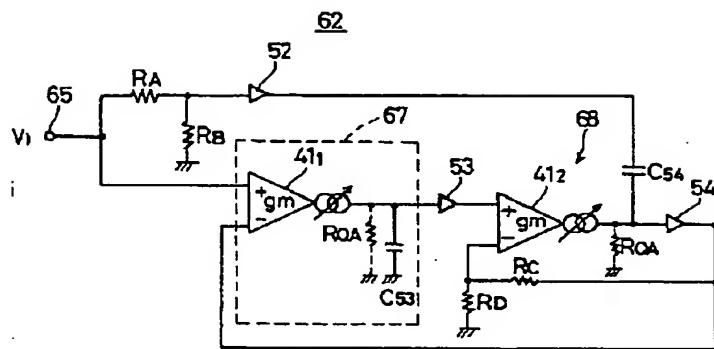


【図2】

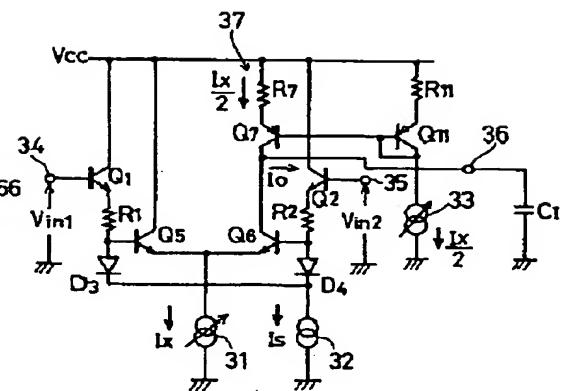


【図5】

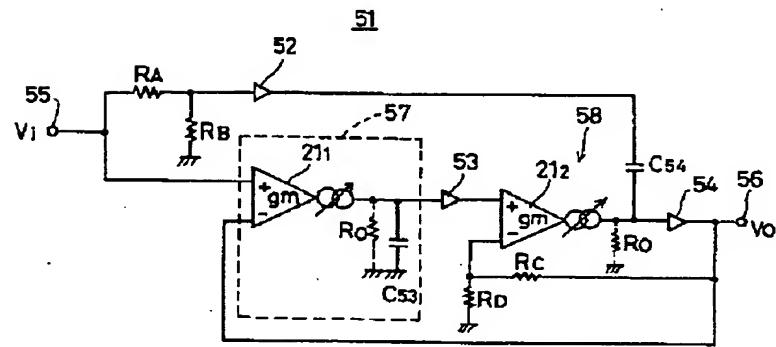
【図 3】



【図 4】



【図 6】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.